

日本特許庁

PATENT OFFICE
JAPANESE GOVERNMENT

H. Matsui
10/6/00
Q61083
1 of 1



別紙添付の書類に記載されている事項と同一であることを証明する。以下は下記の出願書類に記載されている事項と同一であることを証明する。

This is to certify that the annexed copy of the following application as filed with this Office.

出願年月日
Date of Application

1999年10月6日

出願番号
Application Number

平成11年特許願第285068号

出願人
Applicant(s)

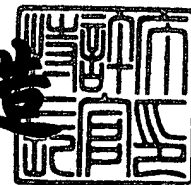
日本電気株式会社

CERTIFIED COPY OF
PRIORITY DOCUMENT

2000年 7月14日

特許庁長官
Commissioner,
Patent Office

及川耕造



JCS11 U.S. PTO
09/680469
10/06/00

(TRANSLATION)

PATENT OFFICE
JAPANESE GOVERNMENT

This is to certify that the annexed is a true copy of the following application as filed with this Office.

Filing Date : October 6, 1999

Application Number : 11-285068

Applicant : NEC Corporation

July 14, 2000
Commissioner, Patent Office
Kozo Oikawa
Issue No. 2000-3054457

【書類名】 特許願

【整理番号】 68501785

【あて先】 特許庁長官殿

【国際特許分類】 H04B 7/005

【発明者】

 【住所又は居所】 東京都港区芝五丁目 7 番 1 号 日本電気株式会社内

 【氏名】 松井 仁志

【特許出願人】

 【識別番号】 000004237

 【氏名又は名称】 日本電気株式会社

【代理人】

 【識別番号】 100077827

 【弁理士】

 【氏名又は名称】 鈴木 弘男

【手数料の表示】

 【予納台帳番号】 015440

 【納付金額】 21,000円

【提出物件の目録】

 【物件名】 明細書 1

 【物件名】 図面 1

 【物件名】 要約書 1

【プルーフの要否】 要

【書類名】 明細書

【発明の名称】 遅延判定帰還型系列推定ダイバーシティ受信装置

【特許請求の範囲】

【請求項 1】 伝送路歪みを含んだ受信信号から送信信号を推定する際に、複数のアンテナを用いて複数の受信信号を取り出し、それぞれの伝送路におけるインパルス応答系列の中の遅延波成分系列から最も振幅の大きな遅延波成分をキャンセルするように合成し信号推定を行うことを特徴とする遅延判定帰還型系列推定ダイバーシティ受信装置。

【請求項 2】 複数のアンテナによって受信した複数の受信信号から、それぞれの伝送路インパルス応答系列を求める伝送路推定器と、

それぞれの前記伝送路推定器の出力信号であるインパルス応答系列の中の遅延波成分系列から最も振幅の大きな成分を見つけだす遅延波検出器と、

それぞれの前記遅延波検出器の出力信号に基づいて、それぞれの前記伝送路推定器の出力信号を合成することによって振幅の一番大きな遅延波成分をキャンセルし合成インパルス応答系列として出力する第 1 の遅延波キャンセラと、

前記合成インパルス応答系列から信号推定を行うためのタイミングを検出する推定領域検出器と、

それぞれの前記遅延波検出器の出力信号を受けて各受信信号から振幅の一番大きな遅延波成分をキャンセルし合成受信信号として出力する第 2 の遅延波キャンセラと、

前記合成受信信号と前記合成インパルス応答系列と前記推定領域検出器から出力されるタイミング信号とを受けて信号推定を行い推定結果を出力する遅延判定帰還型系列推定器と

を備えた特徴とする遅延判定帰還型系列推定ダイバーシティ受信装置。

【請求項 3】 遅延判定帰還型系列推定器にアンテナダイバーシティを組み合わせることによって、信号推定能力を高めたことを特徴とする遅延判定帰還型系列推定ダイバーシティ受信装置。

【請求項 4】 前記アンテナダイバーシティを用いて、前記遅延判定帰還型系列推定器の特性を劣化させる原因となる主要な遅延波成分をキャンセルするこ

とによって前記遅延判定帰還型系列推定器の特性を改善したことを特徴とする請求項3に記載の遅延判定帰還型系列推定ダイバーシティ受信装置。

【請求項5】 前記遅延波成分をキャンセルする手段として、伝送路のインパルス応答特性を各受信信号ごとに求め、求められたインパルス応答から遅延波成分の中で最も振幅の大きな成分を取り出し、お互いにその成分がキャンセルされるように、インパルス応答および受信信号を合成したのちに、前記遅延判定帰還型系列推定器にて信号推定を行うことを特徴とする請求項4に記載の遅延判定帰還型系列推定ダイバーシティ受信装置。

【請求項6】 伝送路歪みを含んだ受信信号から送信信号を推定する際に、複数のアンテナを用いて複数の受信信号を取り出し、それぞれの伝送路におけるインパルス応答系列の中の遅延波成分系列から最も振幅の大きな遅延波成分をキャンセルするように合成し信号推定を行うことを特徴とする遅延判定帰還型系列推定方法。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【発明の属する技術分野】

本発明は高速デジタル通信における無線回線などでの多重伝播（マルチパス）による周波数選択性フェージングによる伝送路歪みが発生した信号から送信信号を推定する遅延判定帰還型系列推定器（DDFSE: Delayed Decision Feedback Sequence Estimator）に関し、特に、DDFSEにアンテナダイバーシティ組み合わせることによって信号推定能力を高めた遅延判定帰還型系列推定ダイバーシティ受信装置に関する。

【0002】

【従来の技術】

従来、DDFSEを用いて伝送路歪みを受けた受信信号から送信信号を推定するために、最適な受信タイミングを決める例として、特開平11-8573号公報に開示された「遅延判定帰還型系列推定受信装置」が知られている。

【0003】

DDFSEは信号推定能力が高い最尤系列推定器（MLSE: Maximum

Likelihood Sequence Estimator) と演算規模が小さい判定帰還型等化器 (DFE: Decision Feedback Equalizer) のそれぞれの長所を取り込んだ信号推定器である。

【0004】

図2は、従来のタイミング制御機能付きDDFSEの構成を示すブロック図である。

【0005】

ここで、受信信号201は二次元形式で表現される複素ベースバンド信号とする。伝送路推定器202は伝送路の特性をインパルス応答の形式で求めるブロックである。一般に、送信側においてデータを伝送するに先立ちトレーニング信号を送出し、受信側で伝送路で歪みを受けたトレーニング信号を受信することによって、伝送路特性を求めることができる。

【0006】

推定領域検出器203では最も信号推定能力が高くなるタイミングを見つけるための演算を行う。DDFSE204では伝送路推定器202で求められたインパルス応答系列と推定領域検出器203で求められた最適タイミングを基に信号推定を行う。

【0007】

通常、伝送路推定器202で求められたインパルス応答系列は、伝送路で歪みを受けていると、図3に示す例のように、時間的に広がった波形となる。ここでは送信信号のシンボル周期Tでサンプルした離散信号の形で表現してある。この図3では時間6Tに渡って歪みが拡散していることを示している。(a2、a3、a6～a10は振幅を0と見なし表記していない。)

ここではタイミング制御機能付きDDFSEの具体的構成として、11シンボル区間において伝送路推定を行うものとし、前方3シンボル分でMLSE演算に相当する信号推定を行い、それに続く3シンボル分をDFE演算に相当する演算でキャンセルする構成とする。

【0008】

推定領域検出器203では、以下に示す演算によって、最適なタイミングを見

つけることができる。

【0009】

11シンボル区間中において、信号推定に用いる3シンボル分の範囲（MLSE領域）に入る電力成分をP、キャンセルされる3シンボル分の範囲（DFE領域）に入る電力成分をQ、それ以外の5シンボル分の領域（推定領域外）における電力をRとすると、Pは大きいほど信号推定能力を高め、Qはキャンセルされるので信号推定能力には影響せず、Rは大きいほど信号推定能力を低下させることとなる。よって、評価関数として次の数1を定義する。

【0010】

【数1】

$$Z = P / R$$

この数1のZが最大になるタイミングが信号推定能力を最大にすることとなる。

【0011】

一般に受信側において伝送路のインパルス応答を正確に求めることは、雑音の影響や演算誤差の影響により限度がある。そのため、理想的には完全にキャンセルされるべきDFE領域の信号成分が完全にキャンセルされず、歪み成分として残ることとなる。この現象は、MLSE領域の信号成分が小さくDFE領域の信号成分が大きくなるときに顕著になる。

【0012】

また、DDFSEは内部に判定帰還ループが存在するため、信号推定を一度誤ると誤った推定結果がループ内で巡回することとなり、誤り伝搬と呼ばれるバースト状のエラーが発生する可能性がある。この誤り伝搬はDFE領域の成分が大きくなるほど発生しやすくなる。よって、このような状況に対処するために、数1の評価関数に変更を加え、より信号推定能力が高くなるタイミングを決定できるようにする必要がある。このことから評価関数としては次の数2を用いる。

【0013】

【数2】

$$Z = P / (R + \alpha Q)$$

数2において、係数 α はインパルス応答の演算精度などに応じて決める係数である。

【0014】

図3のような伝送路インパルス応答系列では数1を用いても、数2を用いても、以下に示す数3、数4、数5となるタイミングが最適な信号推定のためのタイミングとなる。

【0015】

【数3】

$$P = (a_0)^2 + (a_1)^2 + (a_2)^2$$

【0016】

【数4】

$$Q = (a_3)^2 + (a_4)^2 + (a_5)^2$$

【0017】

【数5】

$$R = (a_6)^2 + (a_7)^2 + (a_8)^2 + (a_9)^2 + (a_{10})^2$$

一方、図4に示すように、時間的に遅れて入ってくる信号成分の方が大きいときは、数1と数2のタイミングが同一にならないことがある。数2では α の大きさによって、数6、数7、数8のように、時間的に遅れ入ってきた遅延波成分にタイミングを合わせるようになる。

【0018】

【数6】

$$P = (a_3)^2 + (a_4)^2 + (a_5)^2$$

【0019】

【数7】

$$Q = (a_6)^2 + (a_7)^2 + (a_8)^2$$

【0020】

【数8】

$$R = (a_9)^2 + (a_{10})^2 + (a_0)^2 + (a_1)^2 + (a_2)^2$$

これは、振幅の小さな a_0 や a_1 を用いて信号推定するよりも、 a_0 や a_1 を

歪み成分と見なし、 a_4 や a_5 を用いて信号推定した方が推定能力を高くすることができるとある。

【0021】

この判定領域検出器 203 の構成図を図 7 に示す。

【0022】

伝送路推定器 202 から出力される複素インパルス応答系列は、電力演算器 701 にてシンボルごとに振幅の 2 乗値（実数部の 2 乗値と虚数部の 2 乗値との和）である電力レベルが求められ、シフトレジスタ 702 a ~ 702 j へ入力される。

【0023】

加算器 703 では M L S E 領域の信号成分の電力値 P が求められ、加算器 704 では D F E 領域の信号成分の電力値 Q が求められ、加算器 705 では D D F S E 204 の推定領域から外れた信号成分の電力値 R が求められる。

【0024】

数 3 および数 6 は加算器 703 で、数 4 および数 7 は加算器 704 で、数 5 および数 8 は加算器 705 で求められたものである。

【0025】

加算器 703、加算器 704、加算器 705 で求められた P、Q、R は、評価関数演算器 706 で数 2 に基づいた演算で用いられる。評価関数演算器 706 では、数 2 の演算を 11 シンボル区間に渡って演算し、その中で最も Z の値が大きくなるタイミングを検出し、そのタイミングを D D F S E 204 へ出力する。

【0026】

このように、タイミング制御機能付き D D F S E においては数 2 に示すような評価関数を用いて信号推定を行うためのタイミングを求めることによって、D D F S E に最も適したタイミングを得ることができるようになる。

【0027】

【発明が解決しようとする課題】

しかしながら、上記従来例では次のような問題がある。

【0028】

図4に示すような伝送路インパルス応答系列では、最適なタイミングとして、MLSE領域に a_0 と a_1 を取り込むと、振幅の小さい a_0 および a_1 でDFE領域に入る a_4 および a_5 をキャンセルすることになる。このときに、 a_0 または a_1 にわずかの誤差が含まれていると、 a_4 および a_5 をキャンセルするときにその誤差が増幅されることとなるので、信号推定能力を劣化させることとなる。

【0029】

また、 a_4 および a_5 の値が大きいと、信号推定において誤りが発生したときに誤りが連続的に発生する誤り伝搬の発生確率が高くなり、これも信号推定能力の劣化へとつながる。

【0030】

一方、MLSE領域に a_4 と a_5 を取り込むと、 a_0 および a_1 がMLSE領域にもDFE領域にも入らなくなるため、信号推定に際して有効に利用されないばかりか歪みとして扱われることとなり、信号推定能力を劣化させる要因となる。すなわち、前者のタイミングで選んでも後者のタイミングで選んでも高い信号推定能力は得ることができない。

【0031】

また、図3に示すように、MLSE領域にある程度大きな電力成分を持っていたとしても、DFE領域にも大きな電力成分を持っていると、DFE領域に大きな電力成分を持っていないときと比べて誤り伝搬が発生しやすくなるため、信号推定能力が劣化することを避けることができない。

【0032】

本発明は上記の点にかんがみてなされたもので、高い信号推定能力を得ることができる遅延判定帰還型系列推定ダイバーシティ受信装置を提供することを目的とする。

【0033】

【課題を解決するための手段】

本発明は上記の目的を達成するために、2つもしくはそれ以上のアンテナで受信を行い、それぞれの受信信号から伝送路におけるインパルス応答系列を求め

、そのインパルス応答系列において時間的に遅れて受信される遅延波成分の中で最も振幅値の大きい成分をそれぞれ検出し、お互いにその遅延波成分がキャンセルするように合成し新たなインパルス応答系列を生成することを特徴としている。

【 0 0 3 4 】

さらに、2つもしくはそれ以上のアンテナで受信を行い、それぞれの受信信号から時間的に遅れて受信される遅延波成分の中で最も振幅値の大きい成分がキャンセルされるように合成し新たな受信信号を生成することを特徴としている。

【 0 0 3 5 】

また、新たに生成されたインパルス応答系列と新たに生成された受信信号を受けて遅延判定帰還型系列推定演算を行い信号推定をおこなうことを特徴としている。

【 0 0 3 6 】

【発明の実施の形態】

以下、本発明の実施の形態を図面を参照して説明する。

【 0 0 3 7 】

図 1 は、本発明の遅延判定帰還型ダイバーシティ受信装置の一実施形態における構成を示すブロック図である。

【 0 0 3 8 】

図 1 において、遅延判定帰還型系列推定ダイバーシティ受信装置は、入力端子 T 1 および T 2 から入力された、独立した 2 つのアンテナで受信された複素ベースバンド受信信号 1 0 1、1 0 2 のそれぞれから伝送路の複素インパルス応答系列を求める伝送路推定器 1 0 3 および伝送路推定器 1 0 4 を有している。

【 0 0 3 9 】

また、遅延判定帰還型系列推定ダイバーシティ受信装置は、伝送路推定器 1 0 3 および伝送路推定器 1 0 4 で求められたそれぞれの複素インパルス応答系列から、遅延波成分の中で最も振幅の大きな成分の位置と大きさを検出する遅延波検出器 1 0 5 および遅延波検出器 1 0 6 と、遅延波検出器 1 0 5 および遅延波検出器 1 0 6 の出力信号に基づいて、伝送路推定器 1 0 3 および伝送路推定器 1 0

4 から出力されるインパルス応答系列から、遅延波成分系列の中で最も振幅の大きな成分がキャンセルされたインパルス応答系列を出力する遅延波キャンセラ 107 と、遅延波検出器 105 および遅延波検出器 106 の出力信号に基づいて、入力端子 T1 と入力端子 T2 とから入力されたそれぞれの受信信号から、遅延波成分の中で最も振幅の大きな成分がキャンセルされた複素ベースバンド受信信号を出力する遅延波キャンセラ 108 とを有している。

【0040】

さらに、遅延判定帰還型系列推定ダイバーシティ受信装置は、遅延波キャンセラ 107 から出力されるインパルス応答系列から、最も信号推定に適したタイミングを決める推定領域検出器 109 と、遅延波キャンセラ 107 および推定領域検出器 109 ならびに遅延波キャンセラ 108 の出力信号を入力し、信号推定を行う DDFSE 110 とを有している。

【0041】

次に、図 1 の構成を用いて、本実施の形態の全体の動作について説明する。

【0042】

ここでは、伝送路推定器 103 および伝送路推定器 104 で 11 シンボル長の区間における伝送路でのマルチパス歪みによるインパルス応答系列が求められようするために、トレーニング信号として 11 ビットの疑似乱数符号を用いる。また、遅延判定帰還型系列推定器 (DDFSE) 110 の推定できる領域として、最尤系列推定領域 (MLSE 領域) を 3 シンボル、判定帰還等化領域 (DFE 領域) を 3 シンボルとして説明する。

【0043】

伝送路の推定は送信側でトレーニング信号を送信しているときに行う。送信側で 11 ビット疑似乱数符号から生成されたトレーニング信号は、入力端子 T1 を通して受信信号 101 として入力される。伝送路推定器 103 では、受信信号 101 と、送信側と同じ 11 ビット疑似乱数符号とで相関演算を行うことによって、伝送路におけるインパルス応答系列が求められる。

【0044】

11 ビットの疑似乱数としてバーカ符号 (+1、+1、+1、-1、-1、-

1、+1、-1、-1、+1、-1) を用い、受信されたトレーニング信号を $r(n)$ とすると、伝送路推定器 103 の出力 $h(n)$ は数 9 で表される。

n はシンボル周期単位の整数である。

【0045】

【数 9】

$$\begin{aligned} h(n) = & r(n-10) + r(n-9) + r(n-8) \\ & - r(n-7) - r(n-6) - r(n-5) \\ & + r(n-4) - r(n-3) - r(n-2) \\ & + r(n-1) - r(n) \end{aligned}$$

数 9 において、 n はシンボル周期単位の整数である。

【0046】

この出力信号 $h(n)$ が伝送路のインパルス応答系列となる。一般に、ベースバンドの受信信号は 2 次元信号になるので、数 9 も 2 次元信号となる。

【0047】

一方、伝送路推定器 104 では受信信号 101 とは別のアンテナで受信された受信信号 102 が入力端子 T2 を通して入力され、同様に 11 ビット疑似乱数符号と相関演算が行われ、伝送路のインパルス応答系列が求められる。

【0048】

インパルス応答系列の例として、伝送路推定器 103 で求められた受信信号 101 のインパルス応答系列を図 3 とし、伝送路推定器 104 で求められた受信信号 102 のインパルス応答系列を図 4 とする。

【0049】

遅延波検出器 105 では、遅延波系列の中で一番振幅の大きな成分である図 3 における a_4 のタイミングと実数成分および虚数成分が検出される。ここでは例としてそのタイミングを m_1 、その成分を $p_1 + j \times q_1$ とする。 j は虚数単位である。

【0050】

図 8 に遅延波検出器 105 の一構成例を示す。

【0051】

伝送路推定器 1 0 3 から入力された 2 次元のインパルス応答系列値は、シフトレジスタ 8 0 1 a から 8 0 1 e を用いてシンボル周期でシフトされる。伝送路推定器 1 0 3 から入力された信号の中で 4 シンボル目から 6 シンボル目のみについて、インパルス応答の大きさを比較する。4 シンボル目のインパルス応答値は、シフトレジスタ 8 0 1 c から出力され、電力演算器 8 0 2 にて電力レベルが求められる。5 シンボル目のインパルス応答値は、シフトレジスタ 8 0 1 d から出力され、電力演算器 8 0 3 にて電力レベルが求められる。6 シンボル目のインパルス応答値は、シフトレジスタ 8 0 1 e から出力され、電力演算器 8 0 5 にて電力レベルが求められる。電力演算器 8 0 2 から電力演算器 8 0 4 で求められた 4 シンボル目から 6 シンボル目までの電力レベルは、比較器 8 0 5 で比較され、何シンボル目のレベルが一番大きいかを判断し、その情報（タイミング m_1 ）を選択器 8 0 6 へ出力する。選択器 8 0 6 では、インパルス応答系列の 4 シンボル目から 6 シンボル目の中で最も振幅が大きいもの（ $p_1 + j \times q_1$ ）を出力する。

【0 0 5 2】

一方の遅延波検出器 1 0 6 は、遅延波検出器 1 0 5 と構成は同じである。遅延波検出器 1 0 6 では、図 4 における a_4 のタイミングと実数成分および虚数成分が求められる。ここでは例としてそのタイミングを m_2 、その成分を複素数表現で $p_2 + j \times q_2$ とする。

【0 0 5 3】

遅延波キャンセラ 1 0 7 では、遅延波検出器 1 0 5 および遅延波検出器 1 0 6 の出力信号を用いて、遅延波の一番大きな成分をキャンセルしたインパルス応答系列を生成する。この演算は次のように行う。伝送路推定器 1 0 3 から出力されたインパルス応答系列を $h_1(k)$ とし、伝送路推定器 1 0 4 から出力されたインパルス応答系列 $h_2(k)$ とする。 k はシンボル周期のタイミングであり、0 から 1 0 までの整数をとる。タイミング m_1 とタイミング m_2 との差を d_m とすると、遅延波キャンセラ 1 0 7 での演算は数 1 0 で表される。

【0 0 5 4】

【数 1 0】

$$h_1(k) \times (p_2 + j \times q_2) - h_2(k - d_m) \times (p_1 + j \times q_1)$$

数 10 において $(k - d_m)$ は 11 の剰余を取るものとする。

【0055】

この数 10 の演算の結果が新たなインパルス応答系列となる。その例を図 5 に示す。遅延波成分の中で一番振幅が大きい成分がキャンセルされることによって、遅延波成分と直接波成分との比が大きくなり、高い信号推定能力を得ることが可能となる。

【0056】

図 9 に遅延波キャンセラ 107 の一構成例を示す。

【0057】

複素乗算器 901、複素乗算器 902、複素減算器 903 を用いることによって、数 10 に基づいた演算を行うことができ、振幅が一番大きい遅延波成分がキャンセルされたインパルス応答系列が出力されるようになる。

【0058】

新たなインパルス応答系列は遅延波キャンセラ 107 によって求められたが、受信信号もそれに合わせて新たに求める必要がある。この演算は遅延波キャンセラ 108 にて行う。受信信号 101 を $S_1(k)$ 、受信信号 102 を $S_2(k)$ とすると、遅延波キャンセラ 108 の出力信号は数 11 で示される。

【0059】

【数 11】

$$S_1(k) \times (p_2 + j \times q_2) - S_2(k - d_m) \times (p_1 + j \times q_1)$$

遅延波キャンセラ 108 は、遅延波キャンセラ 107 と同じ構成で実現できる。

【0060】

DDFSE 110 で信号推定を行うには、最適なタイミングを決定する必要がある。図 5 のように、ある程度の振幅値を持った成分が 3 つだけの場合は、 a_0 および a_1 を MLSE 領域へ持ってくるようにタイミングを見つけることは難しいことではないが、図 6 に示すように、ある程度の振幅を持った成分が 8 つ存在するような場合には、従来技術として用いた図 2 における推定領域検出器 203 と同じ機能が本発明でも必要になる。その機能として、推定領域検出器 109 で

は、遅延波キャンセラ 107 で新たに求められたインパルス応答系列に基づいた最適なタイミングが求められる。

【0061】

遅延波キャンセラ 107 から出力されるインパルス応答系列と、遅延波キャンセラ 108 から出力される受信信号と、推定領域検出器 109 から出力されたタイミング信号とを受けて、DDFSE 110 では信号推定が行われる。推定された結果は、判定結果として出力端子 T3 から出力される。

【0062】

【発明の効果】

以上説明したように、本発明の遅延判定帰還型ダイバーシティ受信装置によれば、DDFSE で信号推定の劣化要因となる遅延波成分の中で最も振幅の大きな成分を遅延波キャンセラによってキャンセルすることにより、遅延波成分全体の電力を低減するようにしている。

【0063】

この結果、DDFSE において劣化要因となる、遅延波成分の電力が小さくなり、DDFSE の信号推定能力を高めることができるようになる。

【図面の簡単な説明】

【図 1】

本発明の遅延判定帰還型系列推定ダイバーシティ受信装置の実施形態における構成を示すブロック図である。

【図 2】

従来のタイミング制御機能を持った遅延判定帰還型系列推定受信装置の構成を示すブロック図である。

【図 3】

伝送路におけるインパルス応答系列を説明するための図である。

【図 4】

伝送路におけるインパルス応答系列を説明するための図である。

【図 5】

実施形態にあって遅延波キャンセラから出力されるインパルス応答系列を説明

するための図である。

【図 6】

実施形態にあって遅延波キャンセラから出力されるインパルス応答系列を説明するための図である。

【図 7】

従来例にあって推定領域検出器の詳細な構成を示すブロック図である。

【図 8】

実施形態にあって遅延波検出器の詳細な構成を示すブロック図である。

【図 9】

実施形態にあって遅延波キャンセラの詳細な構成を示すブロック図である。

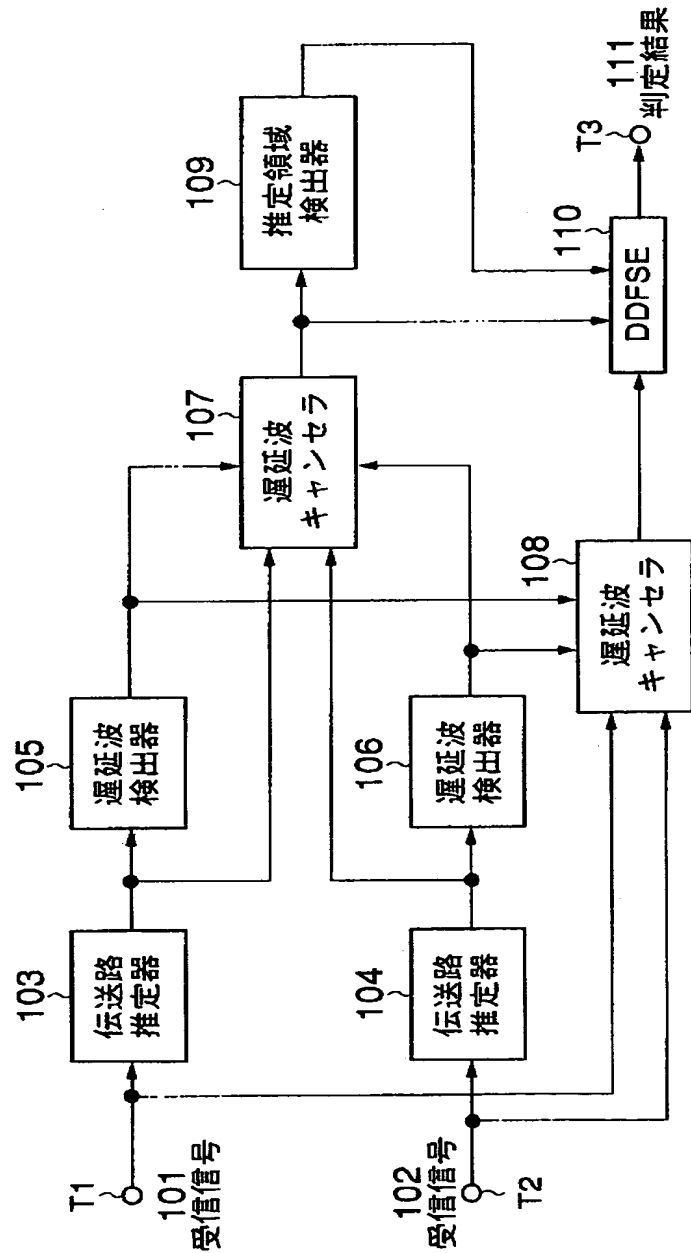
【符号の説明】

- 1 0 3、1 0 4 伝送路推定器
- 1 0 5、1 0 6 遅延波検出器
- 1 0 7、1 0 8 遅延波キャンセラ
- 1 0 9 推定領域検出器
- 1 1 0 D D F S E (遅延判定帰還型系列推定器)
- 2 0 2 伝送路推定器
- 2 0 3 推定領域検出器
- 2 0 4 D D F S E
- 7 0 1 電力演算器
- 7 0 2 a ~ 7 0 2 j レジスタ
- 7 0 3、7 0 4、7 0 5 加算器
- 7 0 6 評価関数演算器
- 8 0 1 a ~ 8 0 1 e レジスタ
- 8 0 2、8 0 3、8 0 4 電力演算器
- 8 0 5 比較器
- 9 0 1、9 0 2 複素乗算器
- 9 0 3 複素減算器

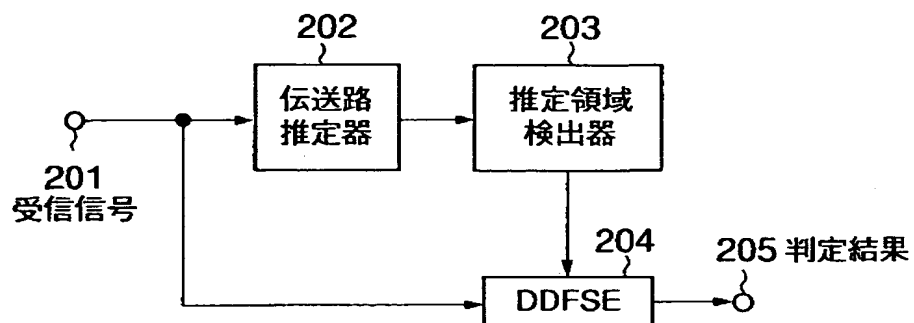
【書類名】

図面

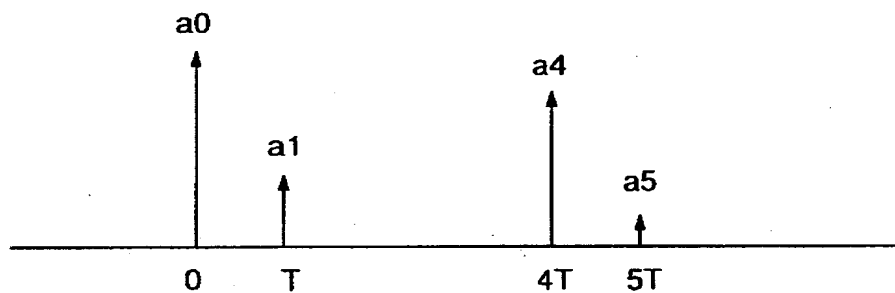
【図 1】



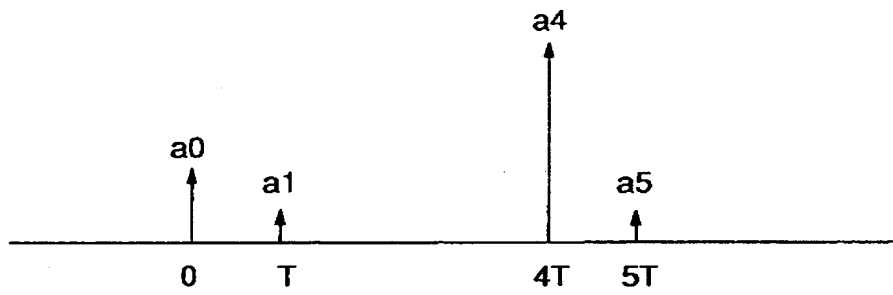
【図 2】



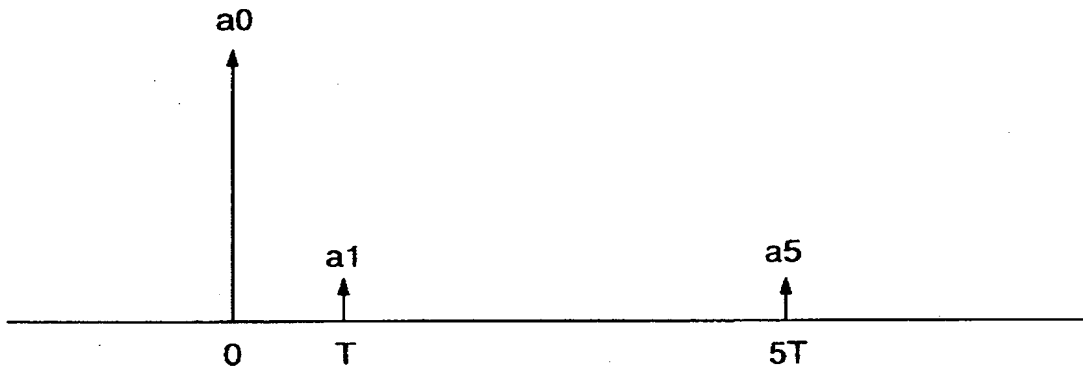
【図 3】



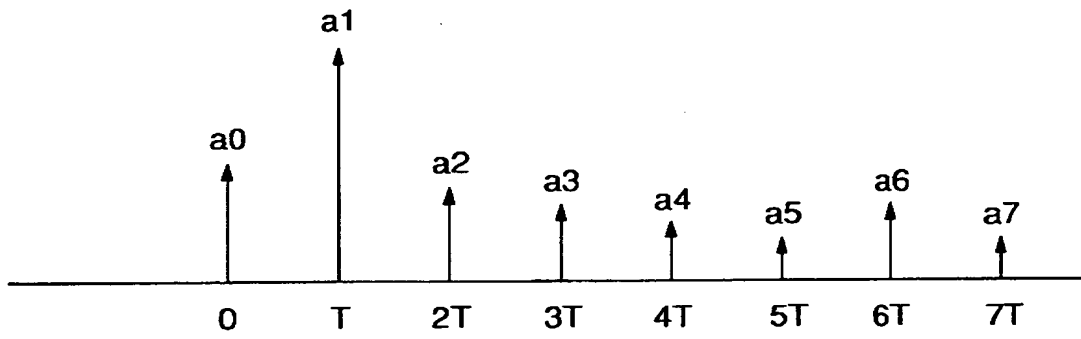
【図 4】



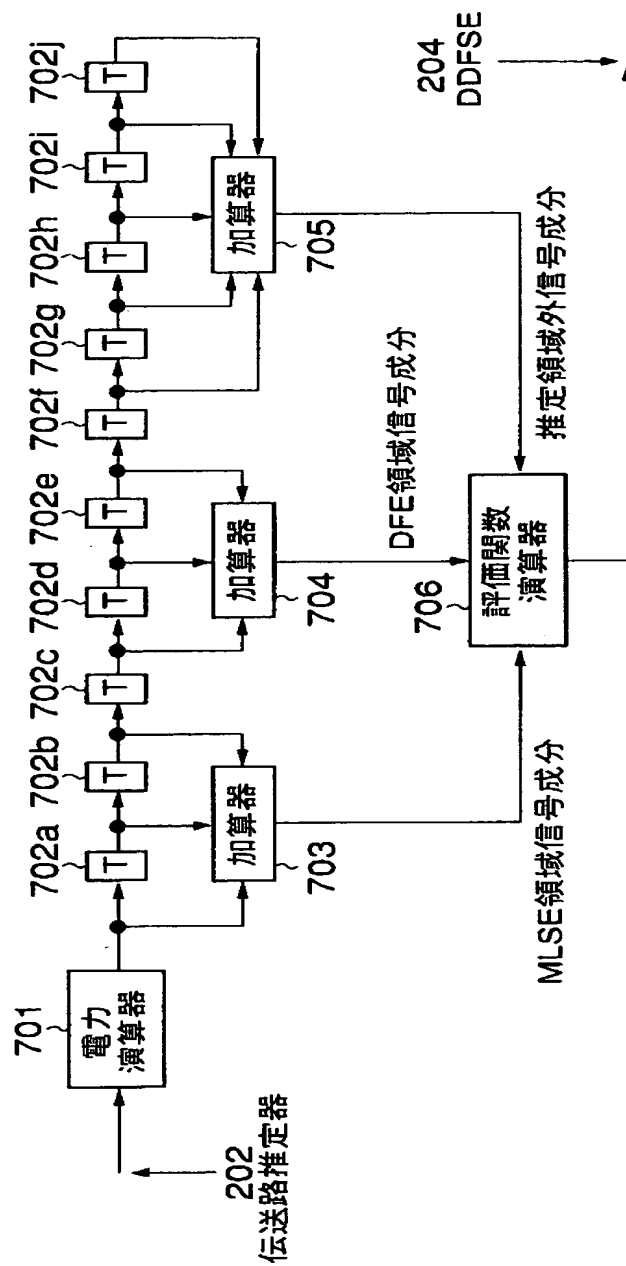
【図 5】



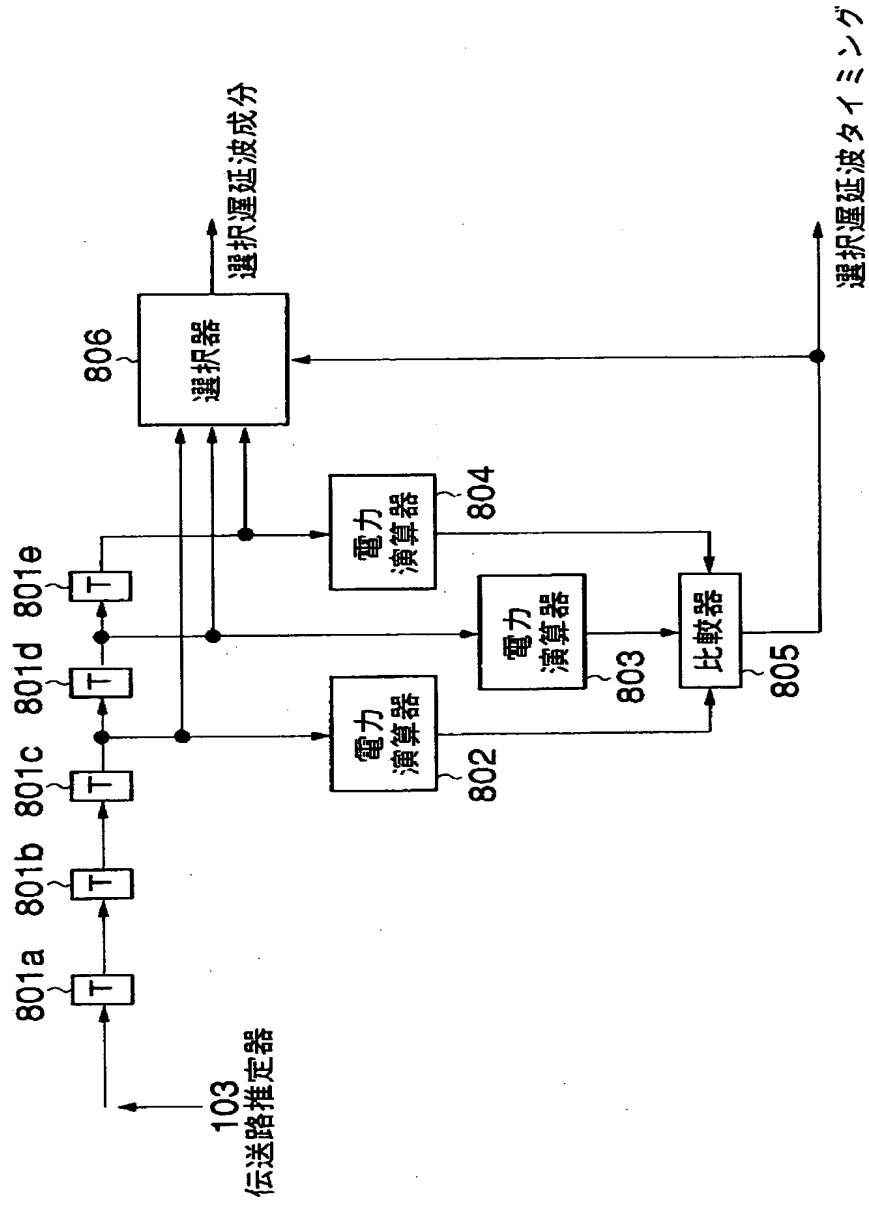
【図 6】



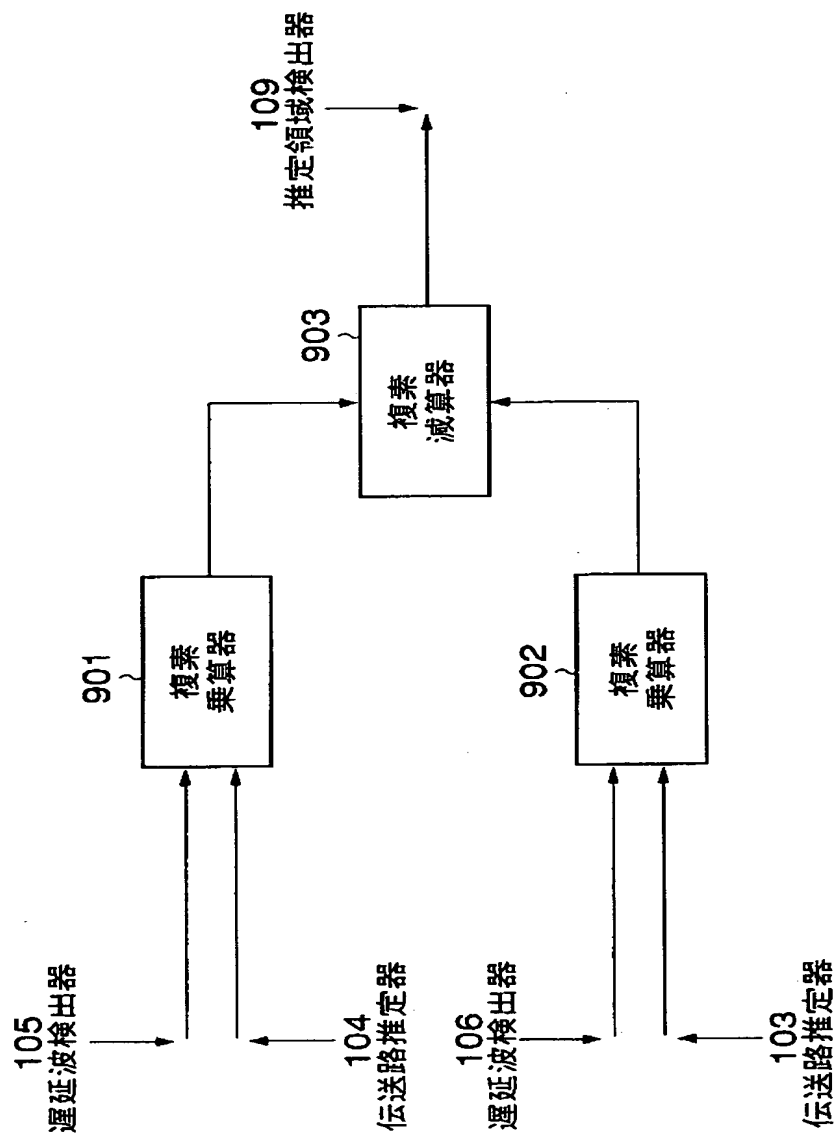
【図 7】



【図 8】



【図 9】



【書類名】 要約書

【要約】

【課題】 遅延判定帰還型系列推定器は少ない演算量でマルチパス歪みを受けた受信信号から送信信号を推定する方式として優れた方式であるが、直接波よりも遅延波の電力の方が大きくなるようなマルチパス歪みの条件では、信号推定能力が劣化するという欠点を持っている。

【解決手段】 ダイバーシティ受信方式を用いて、遅延判定帰還型系列推定器の特性を劣化させる原因となる主要な遅延波成分をキャンセルすることによって遅延判定帰還型系列推定器の特性を改善する。

【選択図】 図 1

認定・付加情報

特許出願の番号	平成11年 特許願 第285068号
受付番号	59900977476
書類名	特許願
担当官	第七担当上席 0096
作成日	平成11年10月 8日

<認定情報・付加情報>

【提出日】	平成11年10月 6日
-------	-------------

出 願 人 履 歴 情 報

識別番号 [000004237]

1. 変更年月日	1990年 8月29日
[変更理由]	新規登録
住 所	東京都港区芝五丁目7番1号
氏 名	日本電気株式会社